

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of:

Kazunari MATSUI

Serial No.

Filed: May 11, 2001

For: METHOD AND APPARATUS
FOR GENERATING
ORTHOGONAL FREQUENCY
DIVISION MULTIPLEXED
SIGNAL

Art Unit:

Examiner:

Atty Docket: 0100/0164

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Attached hereto please find a certified copy of applicant's Japanese application No. 2000-187362 filed June 22, 2000.

Applicant requests the benefit of said June 22, 2000 filing date for priority purposes pursuant to the provisions of 35 USC 119.

Respectfully submitted,



Louis Woo, RN 31,730
Law Offices of Louis Woo
1901 North Fort Myer Drive, Suite 501
Arlington, VA 22209
(703) 522-8872

Date:

May 11 2001

Jc997 U.S. PTO
09/852613



日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

JC997 U.S. PTO
09/852613



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 6月22日

出願番号

Application Number:

特願2000-187362

出願人

Applicant(s):

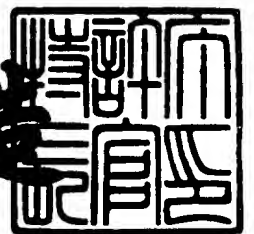
日本ビクター株式会社

CERTIFIED COPY OF
ORIGINAL DOCUMENT

2001年 4月20日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3033913

【書類名】 特許願

【整理番号】 412000694

【提出日】 平成12年 6月22日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/20
H04L 27/34
H04J 11/00

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

【氏名】 松井 一成

【特許出願人】

【識別番号】 000004329

【氏名又は名称】 日本ビクター株式会社

【代表者】 守隨 武雄

【電話番号】 045-450-2423

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003654

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交周波数分割多重信号の生成方法、及び直交周波数分割多重信号生成装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】

供給される情報信号を、複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上に第1の信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた第1の信号点情報を逆離散フーリエ変換して、その第1の信号点情報に対応するそれぞれの位相振幅変調されたキャリア信号を得るようになした直交周波数分割多重信号の生成方法において、

前記複数の第1の信号点情報を得る第1のステップと、

その第1のステップで得られた第1の信号点情報をもとに、前記逆離散フーリエ変換を行うためのサンプリング周波数と整数比関係にある所定の周波数に対し、偶対称、又は奇対称であるキャリアに対する位相振幅変調を与えるための第2の信号点情報を得る第2のステップと、

それらの第1、及び第2のステップで得られた第1の信号点情報、及び第2の信号点情報を逆離散フーリエ変換し、変換して得られる直交周波数分割多重変調された実数部信号、又は虚数部信号を供給する第3のステップと、

よりなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の生成方法。

【請求項2】

供給される情報信号を、複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上に第1の信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた第1の信号点情報を逆離散フーリエ変換して、その第1の信号点情報に対応するそれぞれの位相振幅変調されたキャリア信号を得るようになした直交周波数分割多重信号の生成装置において、

前記複数の第1の信号点情報を得るQAMマッピング手段と、

そのQAMマッピング手段より得られた第1の信号点情報をもとに、前記逆離散フーリエ変換を行うためのサンプリング周波数と整数比関係にある所定の周波数に対し、偶対称、又は奇対称であるキャリアに対する位相振幅変調を与えるた

めの第2の信号点情報を得る直交マルチキャリア信号点生成手段と、

それらのQAMマッピング手段、及びマルチキャリア信号点生成手段により得られた第1の信号点情報、及び第2の信号点情報の逆離散フーリエ変換を行い、その逆離散フーリエ変換して得られる直交周波数分割多重変調された実数部信号、又は虚数部信号を供給する逆離散フーリエ変換手段と、

よりなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の生成装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重（OFDM）信号を1つのキャリアで変調した信号として生成する変調方式に係り、特に直交周波数分割多重信号の生成を、デジタル直交変調を用いずに行うようにした直交周波数分割多重信号の生成方法、及び直交周波数分割多重信号生成装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、デジタル信号処理技術の進歩に伴い、高能率圧縮符号化されたデジタル映像、音声を伝送するための高能率にデジタル情報を伝送する高能率デジタル変調方式の開発も併せてなされている。

その高能率なデジタル変調方式は、定められた周波数帯域の中で出来るだけ大きな情報量のデジタル信号を、小さな誤り率で伝送する変調、及び復調方式である。

【0003】

その変調、復調方式の1つとして、多数のキャリアを用い、それらのキャリアのそれぞれを、QAM変調を行って伝送する直交周波数分割多重変調方式は、デジタル変調信号の周波数をキャリアの数の分だけ低くすることができ、それに伴ないガードインターバル期間を設けても伝送効率の低下を少なく保つことのできる変調信号を生成できるため、マルチパス歪の影響を受けなく、また変調信号の周波数スペクトラムを矩形にすることができるなど、周波数利用効率の高いデジタル変調を行う方式としてデジタル地上放送をはじめとし、通信の分野でも利用

されるようになってきた。

【0004】

その直交周波数分割多重変調装置は、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) や QPSK (quadrature phase shift keying) のように、情報信号を同相成分と直交成分からなる変調信号として QAM、QPSK 変調した複数のキャリアを周波数軸上に配置させ、マルチキャリアデータを IFFT (Inverse fast Fourier transform; 逆フーリエ変換) 演算し、時系列信号に変換した実数部および虚数部からなる二つの時系列信号を得るようにしている。

【0005】

その得られた二つの時系列信号は直交変調器により直交変調して一つの時系列信号に生成されるとともに、マルチパス干渉歪の影響を軽減するためにガードインターバル信号が付加され、そのガードインターバル信号の付加された信号は所定の送信すべき周波数帯域に変換され、その様にして得られた信号は高周波増幅されて、空中線より放射されるようになされている。

【0006】

図10に、この様にして構成されるアナログ直交変調器を用いる直交周波数分割多重信号生成装置の構成を示す。

同図に示す直交周波数分割多重信号生成装置は、QAMマッピング回路10、IFFT演算回路12、ガードインターバル付加回路13、並直列データ変換回路14a、14b、D/A変換器15a、15b、アナログ直交変調器17、及びバンドパスフィルタ19より構成される。

【0007】

この様に構成される直交周波数分割多重変調装置の動作について述べる

OFDM信号として変調し、伝送すべき情報信号はQAMマッピング回路10に供給され、ここでその情報信号は直交周波数分割多重信号を構成するそれぞれのキャリアのうち、どのキャリアに割り付けられて伝送されるかが定められ、各々のキャリアに対して変調されるデジタルデータの数値に応じてQAM変調に対する信号点の位置が指定され、その指定がされた信号点の位置に対応する振幅方向、及び角度方向の位置に対応する信号 i (同相部)、 q (直交部) が生成され

、その生成された信号 i 、 q は I F F T 演算回路 1 2 に供給される。

【 0 0 0 8 】

ここでは、供給された信号 i 、 q をもとに I F F T 演算を行って直交周波数分割多重信号を構成する各々のキャリアが所定の信号点の位置として直交周波数変調され、それらのキャリアが実数部信号 R と虚数部信号 I として合成されたベースバンド信号出力が得られ、それらの得られたベースバンド信号出力はガードインターバル付加回路 1 3 によりガードインターバル信号が付加される。

【 0 0 0 9 】

そのガードインターバル信号が付加された信号は、並直列信号変換器 1 4 a、及び 1 4 b により、並列（パラレル）信号として供給される実数部信号と虚数部信号で構成されるガードインターバル信号のそれぞれは、時系列的に直列（シリアル）である信号に変換され、それらの変換された信号の各々は D / A 変換器 1 5 a、1 5 b によりアナログ信号に変換されてアナログ直交変調器 1 7 に供給される。

【 0 0 1 0 】

そのアナログ変調器 1 7 では、供給された実数部信号と虚数部信号は、例えば中間周波数を中心キャリアとして直交変調がなされ、直交変調のなされた信号はバンドパスフィルタ 1 9 に供給され、ここでは中間周波数の帯域に生成された O F D M 信号成分が通過されて次段の図示しない高周波回路に供給され、そこでは周波数変換、電力増幅などが行われ、その様にして生成された信号は空中線より放射されるようになっている。

【 0 0 1 1 】

ここで上述のアナログ直交変調器 1 7 は、中間周波発振器 1 7 1、9 0 度移相器 1 7 2、第 1、及び第 2 の乗算器（ \times ）、及び加算器（ $+$ ）より構成されており、供給される実数部信号は中間周波発振器 1 7 1 から供給される中間周波信号と第 1 の乗算器により乗算されるとともに、供給される虚数部信号は中間周波発振器 1 7 1 から供給される中間周波信号を 9 0 度移相器 1 7 2 により移相された中間周波信号と第 2 の乗算器で乗算され、この様にして乗算された第 1 の乗算器からの信号と第 2 の乗算器からの信号は加算器により加算されてアナログ直交変

調の施された信号が供給されるようになっている。

【0012】

図11に、そのようにして動作するアナログ直交変調器の構成を示す。

このアナログ直交変調器は、供給されるI（実数部のin-phase）信号と、Q（虚数部のquadrature）信号に対し、I信号には局部発振器より供給される角速度が ωt である $\sin \omega t$ の信号を90度移相器により位相を90°シフトした $\cos \omega t$ の信号と乗算し、乗算して得られた信号と、Q信号と $\sin \omega t$ の信号を乗算して得られた信号の両者を加算することによりアナログ直交変調出力信号を得るようにしている。

【0013】

この様に構成されるアナログ直交変調器の性能は、90度移相器により移相される中間周波数の位相精度、および第1、第2の乗算器の中間周波数における演算精度がこれらの回路を構成する回路素子の影響を受けやすく、温度特性、経年変化特性の面で安定した特性を得ることが難しかった。

【0014】

そこで、直交変調回路をデジタル回路で実現し、その様な特性の劣化を防止しようとする開発もなされている。

図12にデジタル直交変調器を用いる直交周波数分割多重信号生成装置の構成を示す。

【0015】

同図において、情報信号が供給され、QAMマッピング回路10によるQAMマッピング、IFFT演算回路12による直交周波数分割多重信号の生成、ガードインターバル付加回路13によるガードインターバル信号の付加、及び並直列変換回路14a、14bによるデジタル信号形式の変換までは前述の図10と同様な構成とされ、同様な動作がなされているが、デジタル直交変調器を用いる場合の直交周波数分割多重信号生成装置の構成は、その後段の信号処理の方法が異なっている。

【0016】

すなわち、並直列変換された実数部及び虚数部の信号のそれぞれはアップサン

プリングフィルタ16a、及び16bにより供給されるデジタル信号のサンプリング周波数を、例えば2倍の周波数に変換し、サンプリング周波数が増加された信号はデジタル直交変調回路18に供給され、ここでデジタル直交変調がなされる。

【0017】

ここで、デジタル直交変調がなされて生成された直交周波数分割多重信号はD/A変換器15によりアナログ信号に変換され、バンドパスフィルタ19により必要な周波数帯域の信号が通過されて、OFDM信号として出力される。

【0018】

このように構成されるデジタル直交変調器は、供給されるI信号と、中間周波数発振器171で発振される発振周波数に対応している余弦データ1、0、-1、0とが乗算器に供給されて乗算され、供給されるQ信号は正弦波データである0、-1、0、1とともに乗算され、これらの乗算して得られたデータは加算器により加算されてデジタル直交変調器出力信号として供給される。

【0019】

図13に、このような原理で動作するデジタル直交変調器の構成を示す。

供給される実数部の信号は増幅器と反転増幅器に供給され、虚数部の信号は反転増幅器と増幅器に供給され、これらの4つの増幅器から供給される信号はデータセレクトにより中間周波数の4倍の周波数で、+I、-Q、-I、+Q、+I、-Q、-I、+Q、・・・のように切り換えられてデジタル直交変調器出力として供給されるように構成されている。

【0020】

図14に、このようにして動作するデジタル直交変調器のタイミングチャートを示す。

同図において、サンプル期間と記される時間間隔は直交周波数分割多重信号のサンプリング周波数に相当する期間であり、その期間はnポイントIFFT回路を動作させるための窓区間の1/nに相当する。

【0021】

この図において、信号①はIFFT演算器12からの実数部出力信号をIとし

、サンプル期間を単位とする演算区間を $n-1$ 、 n 、 $n+1$ とする添え字によって示しており、信号②は同様にして IFFT 演算器 12 からの虚数部出力信号 Q に同様の $n-1$ 、 n 、 $n+1$ の添え字を付して示してある。

【0022】

信号③は、信号 I が増幅器により増幅された信号 I と、反転増幅された信号 $-I$ がデータセレクタにより、サンプル期間内で複数回切り換えられているときの信号を示しており、その信号は I_n 、 0 、 $-I_n$ 、 0 、 I_n 、 0 、 $-I_n$ 、 \dots のように繰り返され、この信号は I_n に余弦関数の 90 度おきの値、 1 、 0 、 -1 、 0 、 \dots を乗じた値となっている。

【0023】

同様にして信号④は 0 、 $-Q_n$ 、 0 、 Q_n 、 0 、 $-Q_n$ 、 0 、 \dots となっている。

このようにして得られた信号③と信号④を加算したのが信号⑤であり、その信号⑤は I_n 、 $-Q_n$ 、 $-I_n$ 、 Q_n 、 I_n 、 $-Q_n$ 、 $-I_n$ 、 \dots となっており、これらがこの直交変調器の出力信号となる。

【0024】

ここで、この例に示すように 1 つのサンプル期間の中で多数回信号が繰り返し切り換えられるときは、この信号の切り換え順による I と Q 信号に与えられる変調特性差は少なくなるが、サンプル期間が小さな時間の場合で、その間に信号の切り換え繰り返し回数を多数回行えないような場合はそのデジタル直交変調回路より得られる変調信号に特性の差が生じる。

【0025】

図 15 に、サンプル期間が短い場合で、1 サンプル期間中の信号の切り換えが 2 回である場合について示す。

このような場合における出力信号を信号⑤として示すが I_n の次に $-Q_n$ があるように、 I 信号に対する Q 信号は常に半クロック遅れて出現している。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】

本来ならば $-Q_n$ のデータ位置には $-Q_n$ と $-Q_{n+1}$ の中間のデータである $-Q_n$

+0.5が存在している必要があり、このようなデータの位置誤差に対して直交変調出力信号にも誤差信号成分が含まれることとなるため、その位置誤差を補正するための信号処理が必要となる。

【0027】

このタイミング位相差を補償する方法としてデジタルフィルタを用い、低いサンプリング周波数の期間のデータを補間することにより、このタイミング位相差の課題を解決する方法である。

【0028】

しかしながら、このようにして生じた前記タイミング位相差を補償するデジタルフィルタは高精度な演算を必要とし、装置の複雑化、高価格化をきたしてしまう。

また例えば、直交信号側のみにデジタルフィルタを挿入した場合、タイミング位相差は吸収できるものの、フィルタの振幅周波数特性を平坦にすることが難しく、その振幅特性の乱れのためデジタル変調特性を劣化させてしまうなど有効に活用されるには至ってなかった。

【0029】

このようにして、直交周波数分割多重方式によるデジタル変調方式は優れた変調方式であり、安定した小形で高性能の回路をデジタル回路により構成することが可能であるが前述のような、デジタル化した直交変調回路では実数部信号と虚数部信号の演算時間の差により特性の劣化が生じてしまうため、これを解決したデジタル回路で構成するための直交周波数分割多重信号の生成方法、及び直交周波数分割多重信号生成装置の実現が望まれている。

【0030】

【課題を解決するための手段】

本発明は、上記課題を解決するために以下の1)、2)の手段より成るものである。

すなわち、

【0031】

- 1) 供給される情報信号を、複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上

に第1の信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた第1の信号点情報を逆離散フーリエ変換して、その第1の信号点情報に対応するそれぞれの位相振幅変調されたキャリア信号を得るようになった直交周波数分割多重信号の生成方法において、

前記複数の第1の信号点情報を得る第1のステップ(10)と、

その第1のステップで得られた第1の信号点情報をもとに、前記逆離散フーリエ変換を行うためのサンプリング周波数と整数比関係にある所定の周波数に対し、偶対称、又は奇対称であるキャリアに対する位相振幅変調を与えるための第2の信号点情報を得る第2のステップ(11)と、

それらの第1、及び第2のステップで得られた第1の信号点情報、及び第2の信号点情報を逆離散フーリエ変換し、変換して得られる直交周波数分割多重変調された実数部信号、又は虚数部信号を供給する第3のステップ(12)と、

よりなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の生成方法。

【 0 0 3 2 】

2) 供給される情報信号を、複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上に第1の信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた第1の信号点情報を逆離散フーリエ変換して、その第1の信号点情報に対応するそれぞれの位相振幅変調されたキャリア信号を得るようになった直交周波数分割多重信号の生成装置において、

前記複数の第1の信号点情報を得るQAMマッピング手段(10)と、

そのQAMマッピング手段より得られた第1の信号点情報をもとに、前記逆離散フーリエ変換を行うためのサンプリング周波数と整数比関係にある所定の周波数に対し、偶対称、又は奇対称であるキャリアに対する位相振幅変調を与えるための第2の信号点情報を得る直交マルチキャリア信号点生成手段(11)と、

それらのQAMマッピング手段、及びマルチキャリア信号点生成手段により得られた第1の信号点情報、及び第2の信号点情報の逆離散フーリエ変換を行い、その逆離散フーリエ変換して得られる直交周波数分割多重変調された実数部信号、又は虚数部信号を供給する逆離散フーリエ変換手段(12)と、

よりなることを特徴とする直交周波数分割多重信号の生成装置。

【 0 0 3 3 】

【発明の実施の形態】

本発明は、伝送すべき情報信号を、複数のキャリアの各々に、実数軸及び虚数軸上の信号点配置位置に割り付けるようにして直交周波数分割多重信号を生成する直交周波数分割多重信号の生成方法、及び直交周波数分割多重信号生成装置に関し、その本発明の実施の形態につき好ましい実施例により説明する。

【 0 0 3 4 】

図 1 は、その実施例に関わる直交周波数分割多重信号生成装置の概略構成であり、その構成と動作について概説する。

この装置は、QAMマッピング回路 10、直交マルチキャリア信号点生成回路 11、IFFT回路 12、ガードインターバル付加回路 13、並直列信号変換回路 (P/S) 14、D/A変換器 15、及び帯域フィルタ (BPF) 19より構成される。

【 0 0 3 5 】

この直交周波数分割多重信号生成装置は、伝送すべき情報信号が供給され、その信号は所定の信号点配置の位置にマッピングされた複数の直交する周波数のキャリア信号を構成するOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号として生成されたデジタル変調信号がこの装置により生成されて、出力される。

【 0 0 3 6 】

つぎに、この直交周波数分割多重信号生成装置の動作について説明する。

まず、デジタル信号に変換され、圧縮符号化された、例えばMPEG (moving picture experts group) - 2方式で圧縮符号化されたデジタル映像信号などの情報信号がQAMマッピング回路 10に供給される。

【 0 0 3 7 】

ここに供給された情報信号は、実数軸と虚数軸で表される平面内に定義される信号点配置の内の、所定の信号点配置の位置に割り付けられる様にして、QAM (quadrature amplitude modulation) 変調信号を得るための信号の割り当てがQAMマッピング回路 10により行われる。

【 0 0 3 8 】

そのQAMマッピングされた信号は直交マルチキャリア信号点生成回路11に供給され、ここでは後述の方法により高域キャリア帯に、低域キャリアに対して対称な位置関係にある高域キャリアを生成するためのQAMマッピングデータの付加を行った直交マルチキャリア信号点情報を生成する。

【 0 0 3 9 】

このようにして生成された、I (In phase) 信号とQ (quadrature) 信号で構成される直交マルチキャリア信号点情報はIFFT変換回路12に供給され、ここでIFFT変換処理がなされ、時間領域に逆フーリエ変換された信号が生成される。

【 0 0 4 0 】

通常のIFFT変換処理で生成された信号は、実数部と虚数部の信号として供給されるが、この例に示すIFFT変換処理は、直交マルチキャリア信号点生成回路から供給された信号に対して行われるため、IFFT変換された信号の実数部信号と虚数部信号のうち虚数部信号成分は打ち消されて供給され、このIFFT回路12より得られる信号は実数部の信号のみとなり、その実数部出力信号がガードインターバル付加回路13に供給される。

【 0 0 4 1 】

そのガードインターバル付加回路13では、IFFT変換処理により生成されたOFDM信号の所定の部分(後部)をOFDM信号の所定部分(前部)に挿入するように、従来技術による方法と同様にしてガードインターバル付加が行われ、そのガードインターバル信号が付加された信号は、並直列変換回路14によりパラレル形式のデジタル信号がシリアル形式のデジタル信号に変換され、変換された信号はD/A変換器15に供給されてアナログ信号に変換される。

【 0 0 4 2 】

この様にして、アナログ信号に変換されたOFDM信号は、帯域通過フィルタ(BPF)19により伝送するために必要なOFDM信号のみが通過され、目的とするOFDM信号が得られ、この得られたOFDM信号は、図示しない周波数変換回路により送信すべき無線周波数の信号に変換され、図示しない電力増幅器

により増幅され、図示しない空中線により伝送空間に放射されるようになされている。

【 0 0 4 3 】

つぎに、この実施例に述べる直交周波数分割多重信号の生成のされ方について述べる。

ここに示す例は、OFDM信号を複数のキャリアにより構成しており、それらのキャリアがQPSK (quadrature phase shift keying) により変調されており、IFFT演算を行うIFFTの次数Nを128とする場合である。

【 0 0 4 4 】

このQPSK変調は、4値によるQAM (quadrature amplitude modulation) 変調と技術的に等価であり、業界では4値によるQAMを4-QAMと呼ばずにQPSKと呼んでいる。

【 0 0 4 5 】

図2に、そのQPSK変調信号の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面における、情報信号を割り付ける場所を、信号点配置図として示す。

同図において、情報信号を構成する2ビットのデータ値が00、01、10、又は11であるときの信号点配置について、実数部、及び虚数部の信号レベルを定めたものであり、例えば2ビットのデータ値が10であるときは実数部の信号値を-1、虚数部の信号値を+1とすることを示している。

【 0 0 4 6 】

ここで、QAMマッピング回路10は、IFFT演算回路12の演算期間毎に情報信号より、情報信号を伝送するキャリア毎に2ビットづつの信号を得、その得られた信号をもとに、キャリアに対する信号点の割り付けを行い、その様にして得られる信号点の実数部、及び虚数部の信号値を供給するようにする。

【 0 0 4 7 】

その実数部、及び虚数部の対の信号値は直交マルチキャリア信号点生成回路11に供給され、ここでは、供給されたそれらのキャリアを生成するための信号をもとに、直交変調されたときに生成されるキャリア信号を予め生成するための信号点配置情報を付加するが、この付加した信号をIFFT演算処理することによ

り直交マルチキャリア信号が生成されるようにするものである。

【0048】

図3に、QAMマッピングデータに対するQAMデータ付加回路で生成されるQAMデータの関係を示す。

同図において、横軸はIFFTの基底周波数に対する倍数を示しており、縦軸は信号レベルを模擬的に示している。

【0049】

このIFFTの次数 N は128であり、ナイキスト周波数に相当する $N/2$ は64であり、このIFFTは基底周波数の1倍から63倍の周波数のキャリアを生成することができる。

【0050】

そして、直交マルチキャリア信号点生成回路11は、供給されるこれらの基底周波数の1倍から63倍の周波数のキャリアに変調を与える63対のQAMマッピングデータに対応させて、基底周波数の65倍から123倍の周波数のキャリアを生成するためのQAMマッピングデータを付加する。

【0051】

さらにその周波数関係について述べるに、例えば基底周波数の4倍のキャリアを生成するためのQAMマッピングされたデータに対しては、QAMデータ付加回路11は基底周波数の124倍のキャリアを生成するためのQAMマッピングデータを生成する。

この124は、IFFTの次数 N である128より4を減じた値である。

【0052】

そして、この124番目のキャリアを生成するために付加される直交マルチキャリア信号点生成回路11で生成されるデータ値は、4番目のキャリアを生成するために割り付けられた信号点の実数部、及び虚数部の信号値に対して、実数部は同一極性の値を、虚数部は逆極性の値とされる。

【0053】

即ち、直交マルチキャリア信号点信号は、その実数部の信号値は $N/2$ に対して偶対称の値であり、虚数部の信号値は $N/2$ の周波数の信号レベルが0である

点に対して奇対称となる値である。

つぎに、そのQAMマッピングデータと、直交マルチキャリア信号点の関係を図により示す。

【0054】

図4は、供給される情報信号が「00」としてマッピングされるときとの関係を示したものである。

同図は4つの曲線を示しており、左上はIFFTに供給される実数部の信号を、左下はIFFTに供給される虚数部の信号を示している。

【0055】

これらの左側に示す図の横軸はIFFTにより演算されて供給される周波数をIFFTの基底周波数に対する倍数で示しており、この値は前述の図3に示した値に対応している。

縦軸はIFFTに供給されるI信号（実数部）とQ信号（虚数部）であり、1と-1は前述の図2に示した信号のレベルに対応している。

【0056】

このようにして、左上のグラフは第4番目のキャリアと第124番目のキャリアの実数部は+1とされており、左下のグラフより虚数部の信号の第4番目のキャリアは+1であるが、第124番目のキャリアは-1とされていることが分かる。

【0057】

その図4に示す右側のグラフは、IFFTより供給される実数部と虚数部の信号波形であり、横軸は時間を示し、縦軸はIFFTより得られる信号の電圧値を示している。

IFFTに、この図の左側に示した電圧値を供給することにより、そのIFFTからは、実数部は所定の時間位相の進められた4サイクルの信号が得られており、虚数部からは信号が得られていないことを示している。

【0058】

図5に、第4キャリアの実数部が+1で、虚数部が-1であるときのIFFTの出力信号を示す。

同図において、第 1 2 4 キャリアの実数部は第 4 キャリアと同じ +1 であり、虚数部は第 4 キャリアが -1 であるのに対して第 1 2 4 キャリアは +1 とされている。

【 0 0 5 9 】

このときの I F F T より得られる信号は、実数部の信号は所定角度位相が進められた 4 サイクルの信号であり、虚数部からは実数部で得られているような信号は得られていない。

【 0 0 6 0 】

図 6 に、第 4 キャリアの実数部が -1 で、虚数部が +1 であるときの I F F T の出力信号を示す。

同図において、第 1 2 4 キャリアの実数部は第 4 キャリアと同じ -1 であり、虚数部は第 4 キャリアが +1 であるのに対して第 1 2 4 キャリアは -1 とされている。

【 0 0 6 1 】

このときも、I F F T より得られる信号は、実数部の信号は所定角度位相が進められた 4 サイクルの信号であるが、虚数部からは実数部で得られているようなレベルの信号は得られていない。

【 0 0 6 2 】

図 7 に、第 4 キャリアの実数部と虚数部が -1 であるときの I F F T の出力信号を示す。

同図において、第 1 2 4 キャリアの実数部は第 4 キャリアと同じ -1 であり、虚数部は第 4 キャリアが -1 であるのに対して第 1 2 4 キャリアは +1 とされている。

【 0 0 6 3 】

このときの I F F T より得られる信号に関し、実数部の信号は所定角度位相が進められた 4 サイクルの信号であるが、虚数部からは実数部で得られているような信号は得られていない。

【 0 0 6 4 】

以上、I F F T の基底周波数の 4 倍の周波数をキャリアとする場合の Q A M (

QPSK) マッピングされた信号点の位置に対して、実数部は偶対称、虚数部は奇対称となる値を与えてIFFT演算を行うと、IFFTからは実数部のみには第4キャリアに対応する信号が得られ、虚数部からは実数部と同様なレベルの信号が得られないことを示した。

次に、複数のキャリアが存在し、それぞれにQAMマッピングを行う場合の直交マルチキャリア信号点の付加について述べる。

【0065】

図8は、QAMマッピング回路10より供給される信号のスペクトラムを示したもので、複数のキャリアに与えられた実数部、及び虚数部の信号点情報を周波数軸上に、IFFT回路を駆動するサンプリング周波数を F_s とするとき、 $0 \sim F_s/4$ の間に並べられた周波数スペクトラムとして示しており、このスペクトラムに対する負の周波数スペクトラムは $F_s/2 \sim F_s/4$ の間に並べられている。

【0066】

図9は、このようにしてQAMマッピング回路より供給される信号を直交マルチキャリア信号点生成回路11に供給し、いわゆるIFFT変調を行って後に直交変調を行って得られる直交周波数分割多重信号を得るために直交マルチキャリア信号点生成回路よりIFFTに供給される信号に関し、IFFT演算して後に得られる信号の周波数分布として示したものである。

【0067】

同図において、実数部(Re)、及び虚数部(Im)のそれぞれは $F_s/4$ を中心とする周波数群と $(3/4)F_s$ を中心とする周波数群より構成されている。

ここで、実数部の $(3/4)F_s$ を中心とする周波数群は、 $F_s/4$ を中心とする周波数群に対して周波数 $F_s/2$ に対して偶対称な信号として生成されており、虚数部の $(3/4)F_s$ を中心とする周波数群は、 $F_s/4$ を中心とする周波数群に対して周波数 $F_s/2$ に対して奇対称な信号として生成されていることを示している。

【0068】

このようにして生成される信号点情報を I F F T 演算して得られる実数部信号、及び虚数部信号に対し、演算された実数部信号としては、前述の図 8 に対応した直交周波数分割多重信号が得られるが、虚数部信号はこれらの偶対称、奇対称の関係により生成された信号であるため虚数部信号成分は打ち消され、出力信号は生じない。

【 0 0 6 9 】

従来は、I F F T 演算器より得られる実数部信号と虚数部信号の 2 つのを直交変調器により直交変調を行い 1 つの時系列信号を得るようにしていたが、直交変調器をアナログ回路で構成するときは素子の経時変化による特性の乱れがあり、またデジタル回路により構成する場合は、次に述べる理由により実数部信号と虚数部信号のサンプリングタイミングの差による特性の乱れ、あるいはそのサンプリングタイミング誤差を位相補償回路により補償するときは、その位相補償回路が複雑になるなどの問題があった。

【 0 0 7 0 】

そのデジタル直交変調方法におけるサンプリングタイミングエラーは次のようにして生じる。

そのデジタル直交変調方法は、変調信号 (α) の I 成分と Q 成分に、キャリア周波数 (β) の余弦波及び正弦波をそれぞれに乗算した後に加算 (減算) することにより周波数 ($\alpha + \beta$) の直交変調信号を生成するものであり、その信号は次の様になる。

なおここで、例えば α は $2\pi\alpha t$ と書くべきであるが、記述を簡略的に行うため α のみで示している。

【 0 0 7 1 】

ここで、デジタル直交変調は、I F F T より得られる I F F T の演算結果として供給される周波数 (α) のキャリアの同相成分 (I 成分、 $\cos \alpha$) と直交成分 (Q 成分、 $\sin \alpha$) に、中間周波数 (β) の余弦波である $\cos \beta$ 、及び正弦波 $\sin \beta$ のそれぞれを乗じて得られるため、直交変調により得られる信号を

$$\cos \alpha \times \cos \beta - \sin \alpha \times \sin \beta$$

と表すことができ、この信号を三角関数の加法定理により展開して整理すると

$\cos(\alpha + \beta)$

となる。

【0072】

ここで、次数がNであるIFFT演算データ列の実数部を $\text{Re}(N)$ 、虚数部を $\text{Im}(N)$ として表し、中間周波数(β)の正弦波、及び余弦波を、その4倍のサンプリング周波数(4β)の離散データとして表すと、

$$\cos \beta (4N) = [1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, \dots]$$

$$\sin \beta (4N) = [0, 1, 0, -1, 0, 1, 0, \dots]$$

のように、+1、0、及び-1で表される、4Nポイントのデータ列となる性質がある。

【0073】

このようにして得られた $\cos \beta (4N)$ 、及び $\sin \beta (4N)$ をIFFT演算データ列である $\text{Re}(N)$ 、及び $\text{Im}(N)$ とを乗算し、それぞれの離散点での加算を下記のように行うことにより、次のようにデジタル直交変調データ列を生成することができる。

【0074】

$$\begin{aligned} \cos(\alpha + \beta) &= [\text{Re}(0) \times \cos \beta (0) - \text{Im}(0) \times \sin \beta (0), \\ &\quad \text{Re}(0) \times \cos \beta (1) - \text{Im}(0) \times \sin \beta (1), \\ &\quad \text{Re}(0) \times \cos \beta (2) - \text{Im}(0) \times \sin \beta (2), \\ &\quad \text{Re}(0) \times \cos \beta (3) - \text{Im}(0) \times \sin \beta (3), \\ &\quad \text{Re}(1) \times \cos \beta (4) - \text{Im}(1) \times \sin \beta (4), \\ &\quad \text{Re}(1) \times \cos \beta (5) - \text{Im}(1) \times \sin \beta (5), \\ &\quad \dots \\ &\quad \dots \\ &\quad \text{Re}(N) \times \cos \beta (4N) - \text{Im}(N) \times \sin \beta (4N)] \\ &= [\text{Re}(0), -\text{Im}(0), -\text{Re}(0), \text{Im}(0), \text{Re}(1), -\text{Im}(1), \dots, -\text{Re}(N), \text{Im}(N)] \end{aligned}$$

【0075】

このようにして、 $\text{Re}(n)$ 、及び $\text{Im}(n)$ の値は、余弦波と正弦波の片方が+1、ないしは-1のときは、相対する他方はゼロになっているため、生成されるデジタ

ル直交変調データ列は、Re、及びImが交互に配置され、且つ符号が順に[+、-、-、+]となるものである。

【0076】

しかしながら、このようにしてデジタル直交変調データ列を生成するとき、IFFT演算後のデータ列Re、及びImのサンプル数はNであるのに対して、乗算する正弦波、及び余弦波のサンプル数は4倍の4Nであるため、4n+1番目、4n+2番目、4n+3番目（n=0、1、2、・・・、4N）の直交変調データに対するRe、及びImはその時刻におけるRe、及びImを使う必要があるが、実際には4n+1番目、4n+2番目、4n+3番目のデータとしては4n番目のデータを用いる場合が多く、その時間差に応じて直交変調器出力には誤差が含まれてしまうこととなる。

【0077】

この時間誤差をアップサンプリング補間フィルタ処理により補間する方法はあるが、特性の良い補間フィルタを実現するためには複雑な回路を必要とするなど、実現がやや困難である。

【0078】

そして、上述のデジタル直交変調器の特性を補正するための補間データの生成を、フィルタタップ数の大きなデジタルフィルタを用いて実現する方法はあるが、そのデジタルフィルタの構成を大きくする必要があり、そのための演算時間の増加、回路規模の増大が生じる。

【0079】

反対に、デジタルフィルタのタップ数を減らし、回路規模を縮小させるような場合は、フィルタの遮断周波数特性は急峻な特性とならず、情報キャリアを含む帯域中の、特に中心周波数から離れた位置におけるキャリア信号の振幅が低下し、そのキャリアの電力劣化が生じてしまい、矩形な形状の周波数スペクトラムを有する直交周波数分割多重信号を生成することができない。

【0080】

これに対し、前述の実施例による直交周波数分割多重信号生成装置により生成した変調信号の場合は、IFFT演算を行うことにより変調信号を得ることができ、矩形なスペクトラムによる変調信号を得ることができ、且つその信号

は、前述のような実数部信号と虚数部信号間の位相誤差を含むことなく、またデジタルフィルタの演算処理の際に生じる端数切捨てなどによる量子化誤差の発生もないなど、信号品質の良い直交周波数分割多重信号を生成できるものである。

【0081】

そして、前述のようなIFFTに新たな直交マルチキャリア信号点生成回路によりQAMマッピング付加データを生成して、付加して後にIFFTを行い、IFFTより直接直交周波数分割多重信号を得る方法は、このようなデジタル直交変調器、及びその特性を補償するための回路を必要としなくて済む利点を有している。

【0082】

このような特徴を有する直交周波数分割多重信号を生成する送信装置を、小さな回路規模で実現することは、これらの変調方式を用いる移動体通信の応用面で重要であり、専用のLSIにより、またDSP (digital signal processor) 素子を用いて回路を、簡便に実現することが出来る。

【0083】

なお、上記実施例におけるQAMデータ付加回路は、実数部の信号に対しては偶対称とし、虚数部については奇対称となる信号点情報を付加してIFFTを行って直交周波数分割多重信号を生成する方法について述べたが、この実数部と虚数部の偶対称と奇対称の関係を逆としても同様の結果を得ることができ、その場合はIFFTの虚数部側よりIFFT演算処理された信号出力が得られることになる。

【0084】

また、偶対称、奇対称な信号点を生成するための周波数はIFFTに対するナイキスト周波数を例として説明したが、そのIFFTが高いサンプリング周波数を用い、いわゆるオーバーサンプリング回路として動作させるときは、生成されるキャリア信号帯域の上限に、IFFTのサンプリング周波数と整数の関係にある対称の中心となる周波数を定めて同様な動作を行わせることができる。

【0085】

そしてまた、本実施例では説明を理解しやすくするため、QPSK変調に応用

した例により述べたが、変調方式はこれに限らず、BPSK変調や、16QAM、64QAM、256QAM、その他のデジタル変調等にも応用できることは言うまでもない。

【0086】

【発明の効果】

請求項1記載の発明によれば、伝送すべき情報信号を複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上に信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた信号点情報を逆離散フーリエ変換して直交周波数分割多重信号を生成するに際し、それらの割り付けられた信号点情報に対して、例えば逆離散フーリエ変換のナイキスト周波数に対して実数部の信号は偶対称となる様に、虚数部の信号は奇対称となる様に信号点情報を付加して後に逆離散フーリエ変換を行うと、変換処理された出力信号の虚数部成分は打ち消されて実数部成分の信号のみが得られるため、従来は逆離散フーリエ変換の次に直交変調機能を設けて実数部信号と虚数部信号との合成処理を行っていたが、その直交変調機能が不要となり、アナログ直交変調機能が有していた電気的特性変動による変換誤差、またはデジタル直交変調機能が有している実数部信号と虚数部信号のサンプリングタイミング誤差による変換特性の誤差、又はその変換誤差をデジタルフィルタで補償するときはその補償処理を組み込まねばならないといった問題を解決することができる直交周波数分割多重信号の生成方法を提供できる効果がある。

【0087】

また、請求項2記載の発明によれば、伝送すべき情報信号を複数の実数軸と虚数軸で構成される2次元平面上に信号点情報として割り付け、それらの割り付けられた信号点情報を逆離散フーリエ変換して直交周波数分割多重信号を生成するに際し、それらの割り付けられた信号点情報に対して、例えば逆離散フーリエ変換のナイキスト周波数に対して実数部の信号は偶対称となる様に、虚数部の信号は奇対称となる様な信号点情報を直交マルチキャリア信号点生成手段により付加して後に逆離散フーリエ変換を行うと、変換処理された出力信号の虚数部成分は打ち消されて実数部の信号のみが得られるため、従来は逆離散フーリエ変換の次に直交変調器を設けて実数部信号と虚数部信号との合成処理を行っていたが、

その直交変調器が不要となり、アナログ直交変調器が有していた電気的特性変動による変換誤差、またはデジタル直交変調器が有している実数部信号と虚数部信号のサンプリングタイミング誤差による変換特性の誤差、又はその変換誤差をデジタルフィルタで補償するときはその規模の大きなハードウェアを組み込まねばならないといった問題を解決することができ、簡単な構成で高品質の変調信号を得られる直交周波数分割多重信号生成装置を構成できる特徴を有する効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施例に係る直交周波数分割多重変調装置の概略構成を示した図である。

【図 2】

Q P S K 変調信号を実数軸と虚数軸で構成される 2 次元平面に信号点配置として示した図である。

【図 3】

本発明の実施例に係る Q A M マッピングデータに対する直交マルチキャリア信号点の生成を説明するための図である。

【図 4】

本発明の実施例に係る情報信号が「0 0」としてマッピングされるとき直交マルチキャリア信号の生成を説明する図である。

【図 5】

本発明の実施例に係る情報信号が「0 1」としてマッピングされるとき直交マルチキャリア信号の生成を説明する図である。

【図 6】

本発明の実施例に係る情報信号が「1 0」としてマッピングされるとき直交マルチキャリア信号の生成を説明する図である。

【図 7】

本発明の実施例に係る情報信号が「1 1」としてマッピングされるとき直交マルチキャリア信号の生成を説明する図である。

【図 8】

本発明の実施例に係る QAM マッピング回路より供給される信号のスペクトラムを示した図である。

【図 9】

本発明の実施例に係る IFFT 演算して後に得られる信号の周波数分布を示した図である。

【図 10】

従来のアナログ直交変調器を用いる直交周波数分割多重信号生成装置の構成を示した図である。

【図 11】

従来のアナログ直交変調器の構成を示した図である。

【図 12】

従来のデジタル直交変調器を用いる直交周波数分割多重信号生成装置の構成を示した図である。

【図 13】

従来のデジタル直交変調器の構成を示した図である。

【図 14】

従来のデジタル直交変調器の動作をタイミングチャートにより示した図である。

【図 15】

従来のデジタル直交変調器においてサンプル期間が短い場合の動作をタイミングチャートにより示した図である。

【符号の説明】

- 10 QAM マッピング回路
- 11 直交マルチキャリア信号点生成回路
- 12 IFFT 演算回路
- 13 ガードインターバル付加回路
- 14、14a、14b 並直列データ変換回路
- 15、15a、15b D/A 変換器

1 6 a、1 6 b アップサンプリングフィルタ

1 7 アナログ直交変調器

1 8 デジタル直交変調器

1 9 バンドパスフィルタ

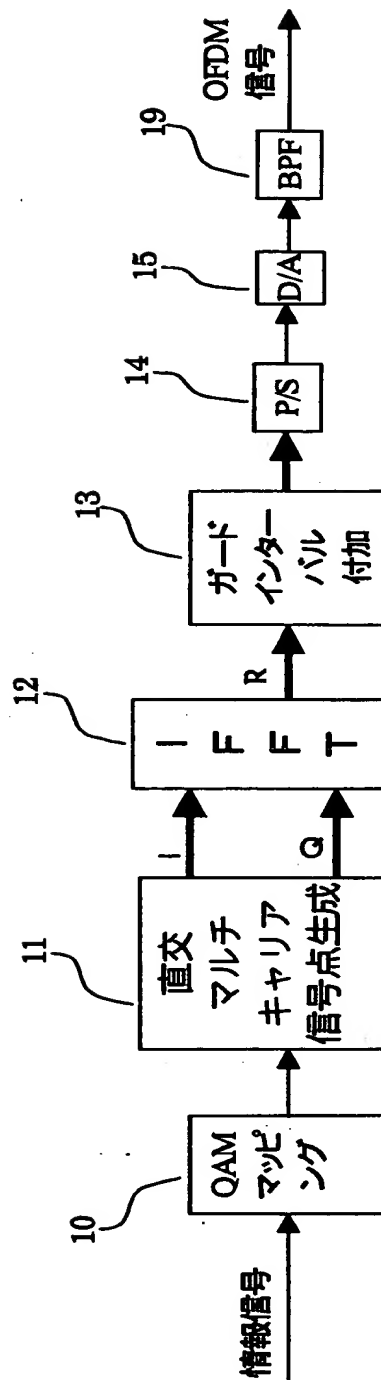
1 7 1 中間周波発振器

1 7 2 9 0 度移相器

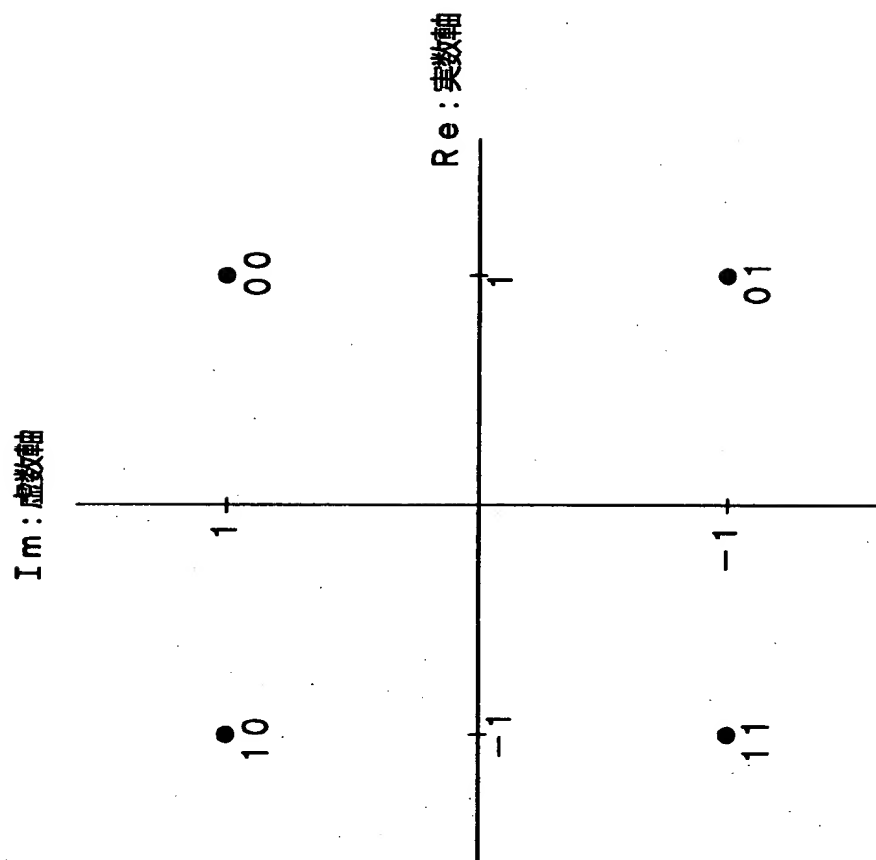
【書類名】

図面

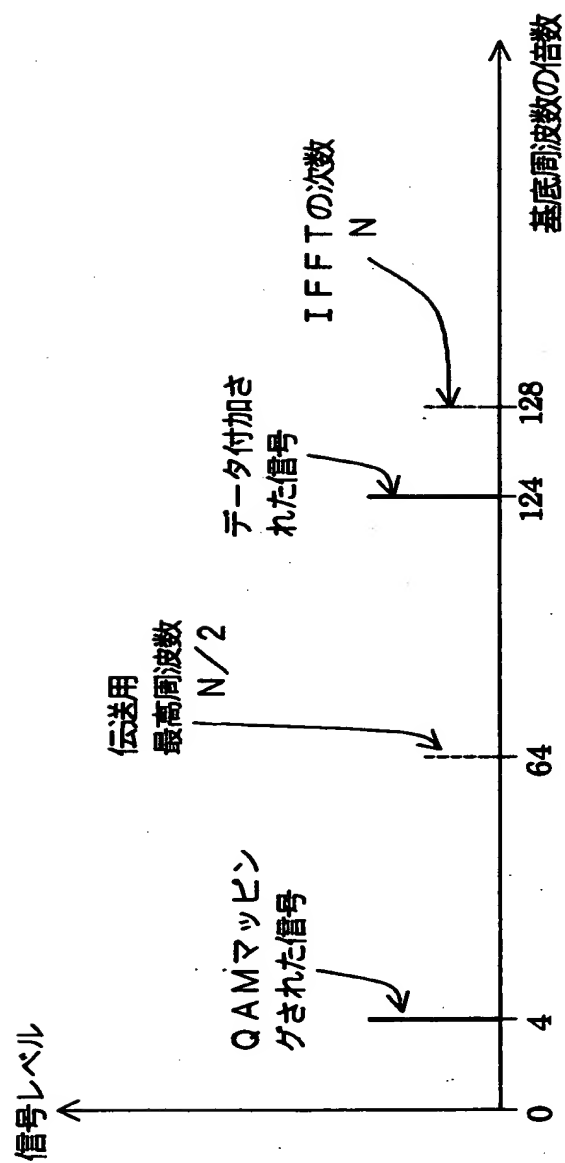
【図 1】



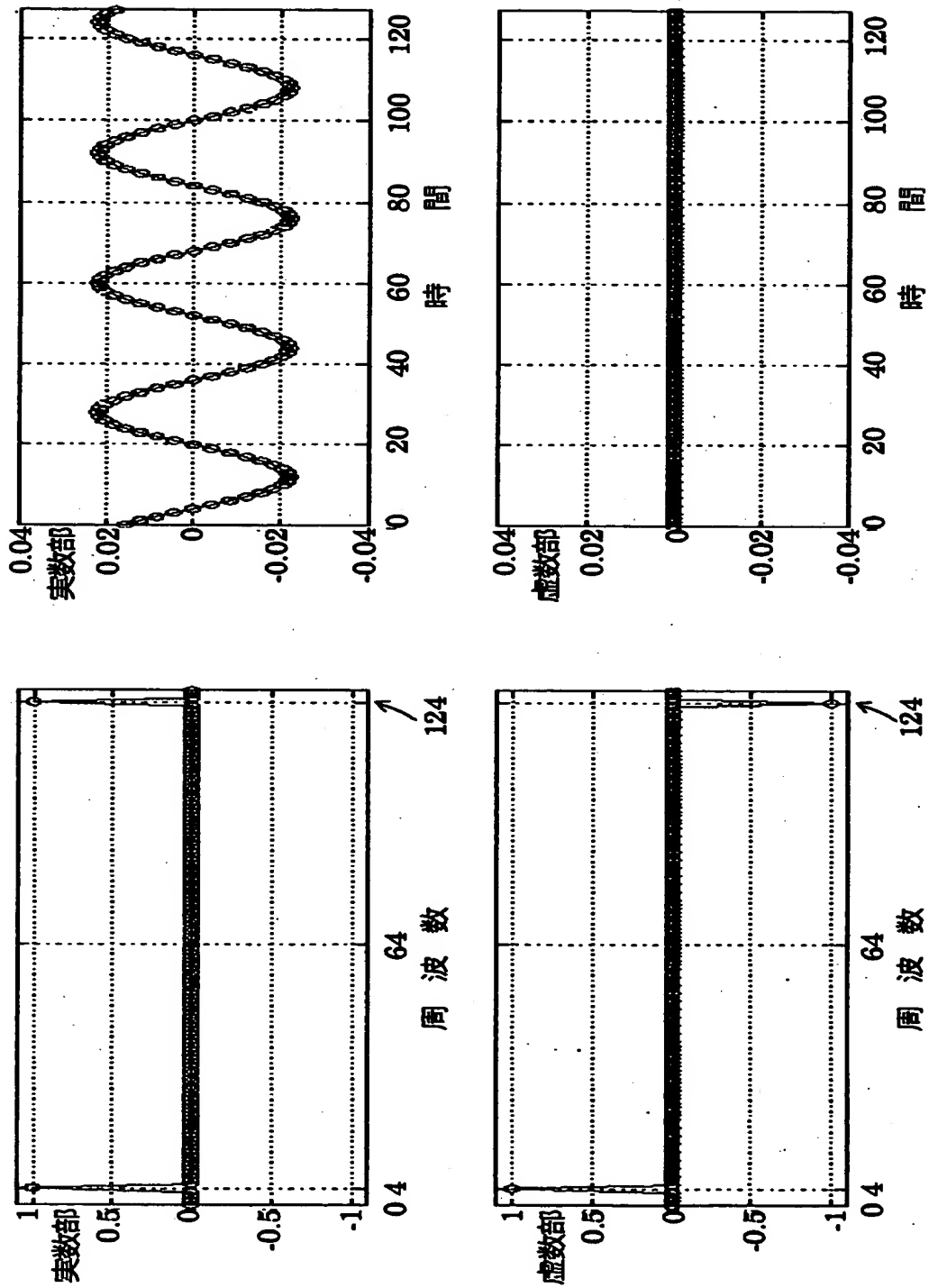
【図 2】



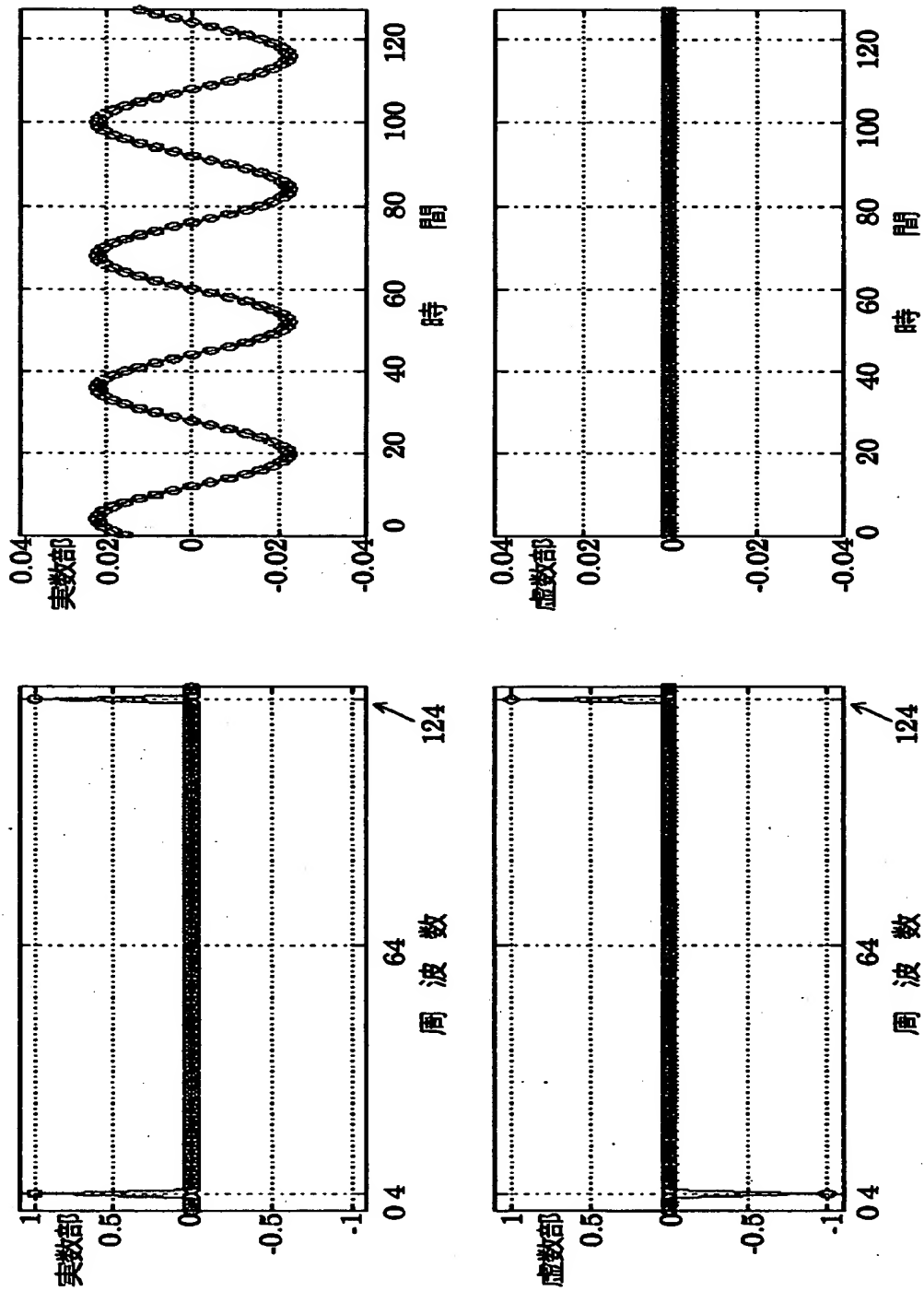
【図 3】



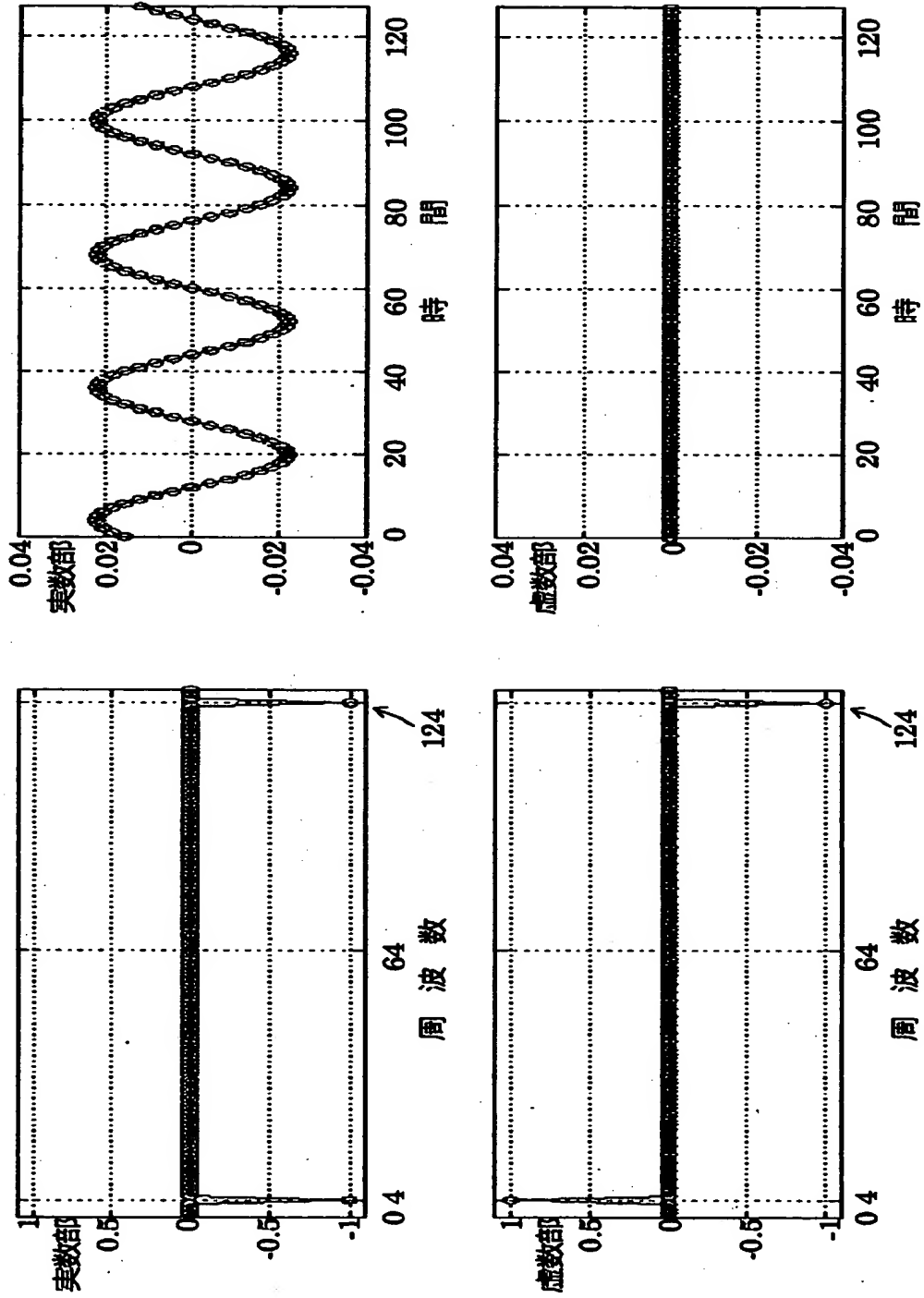
【図 4】



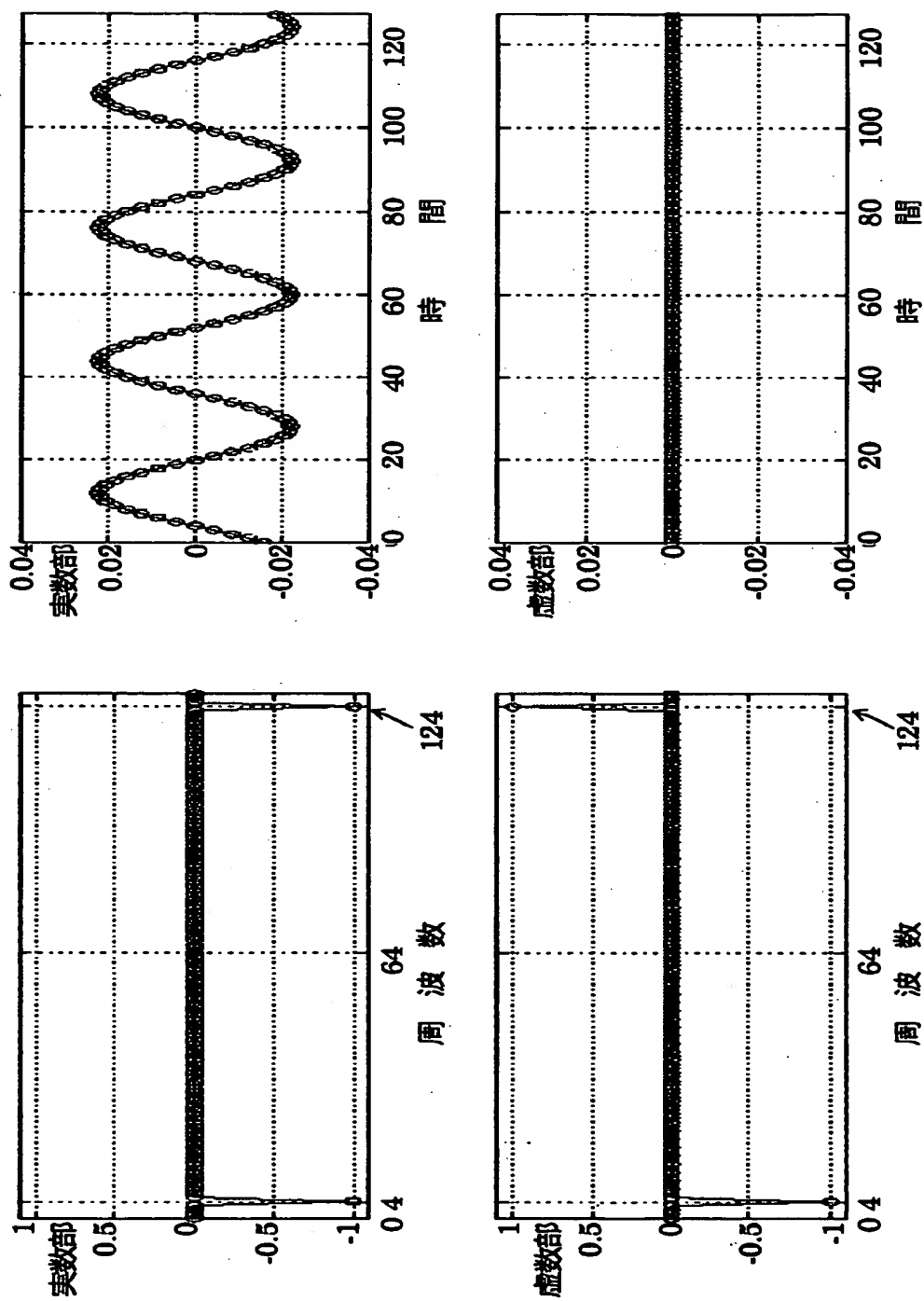
【図 5】



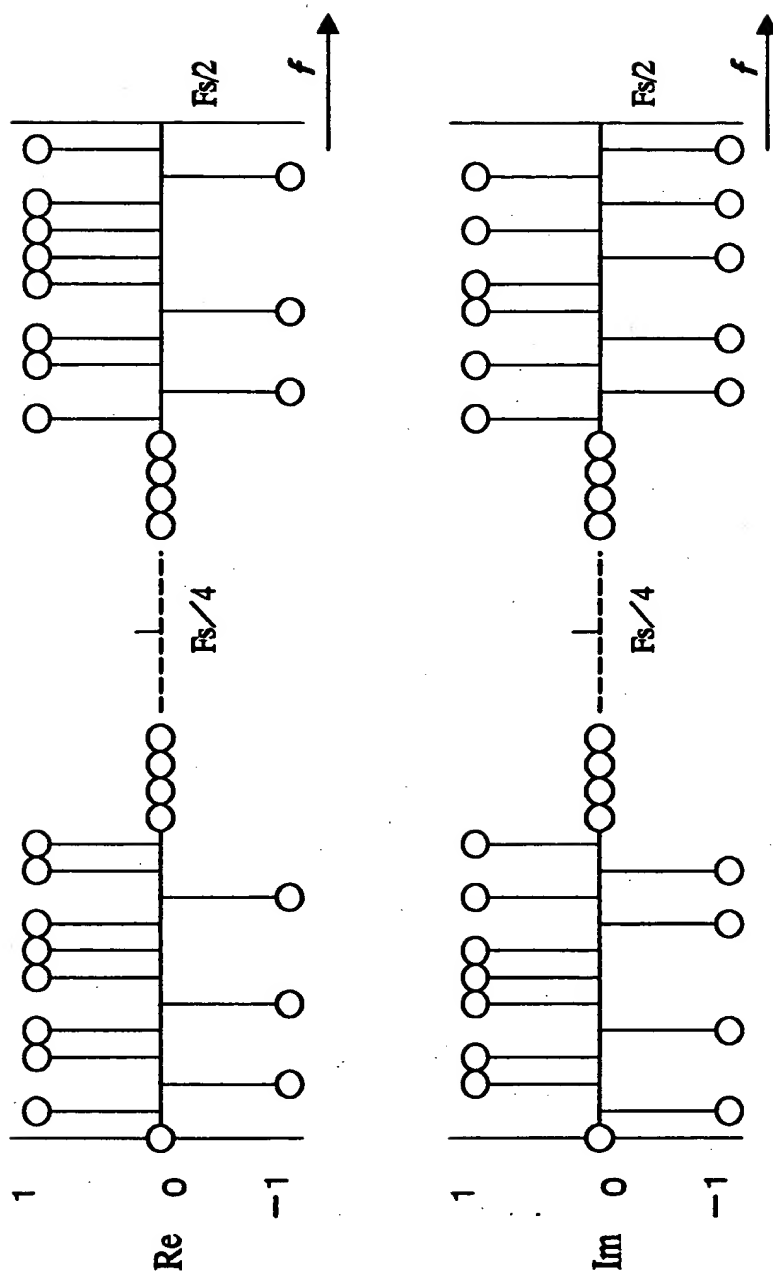
【図 6】



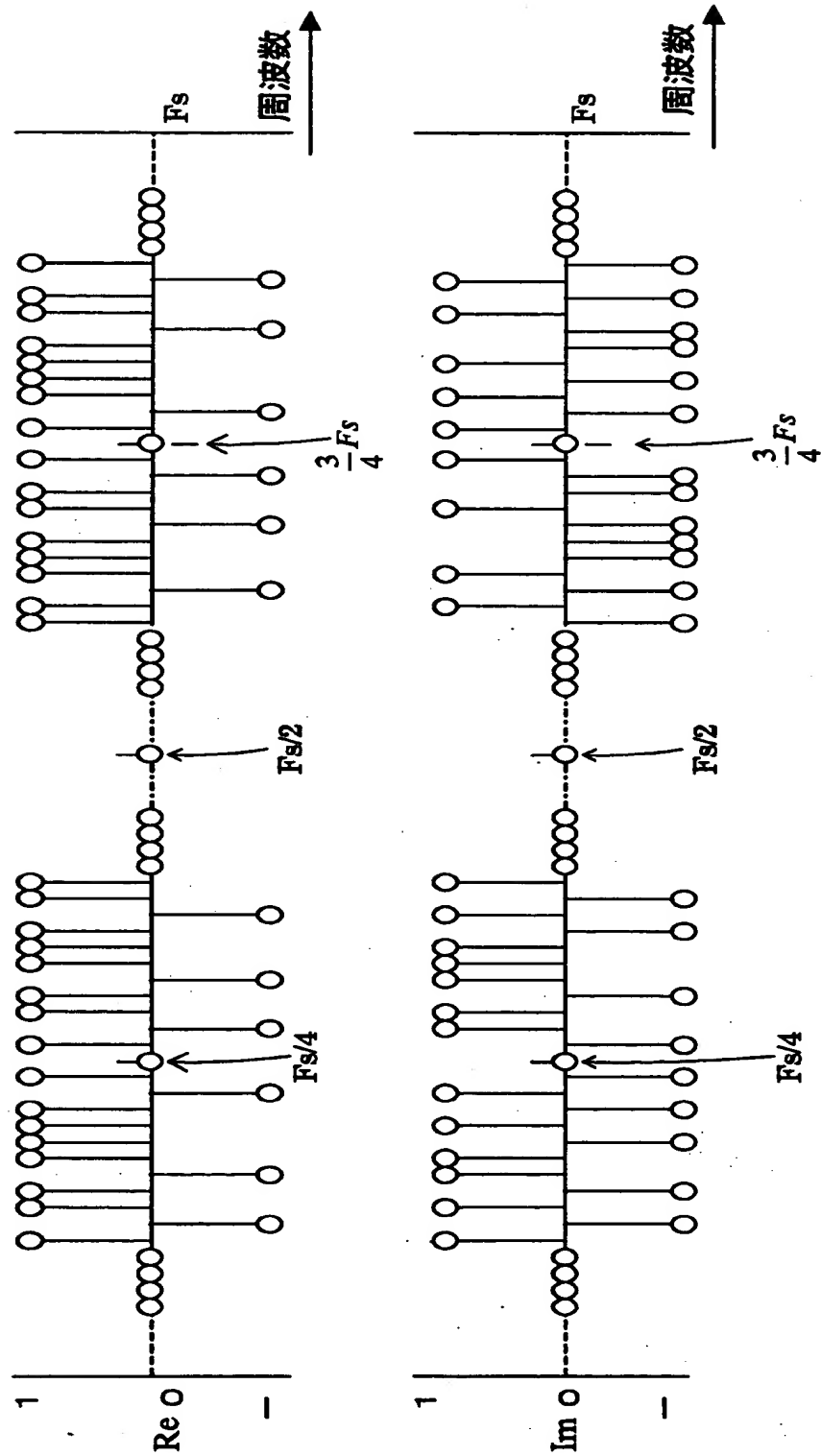
【図 7】



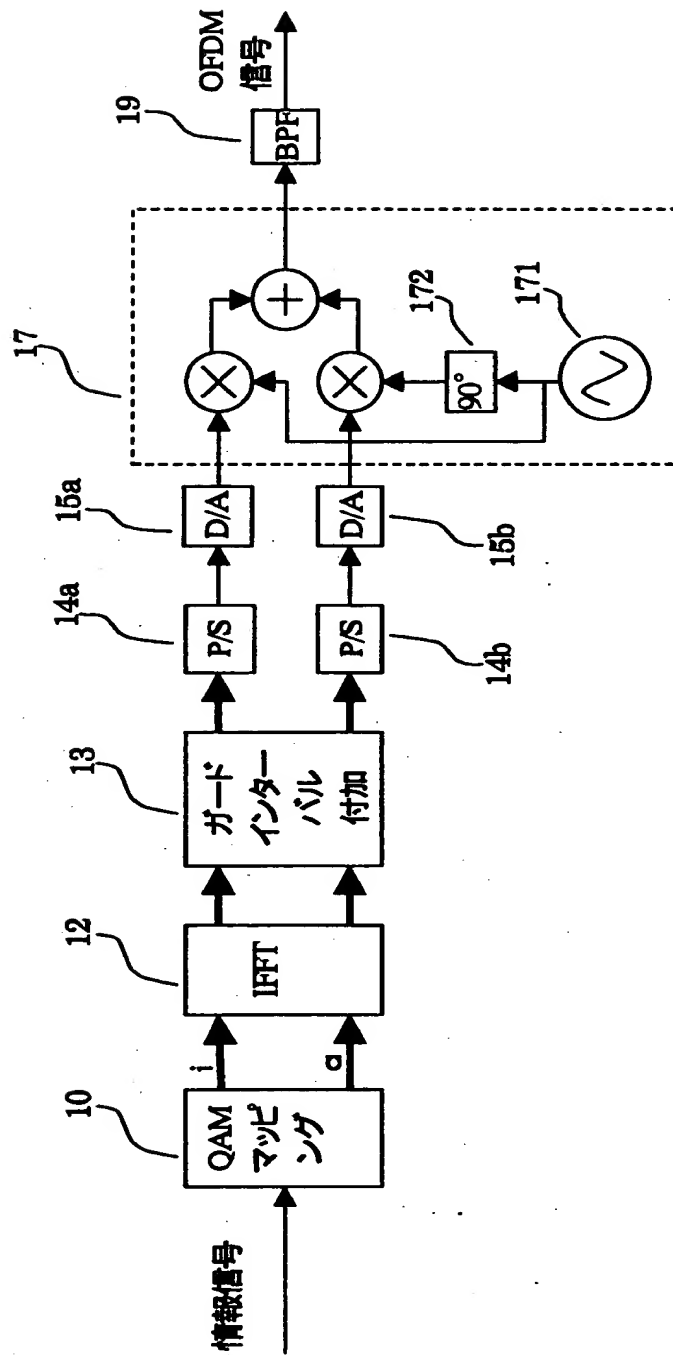
【図 8】



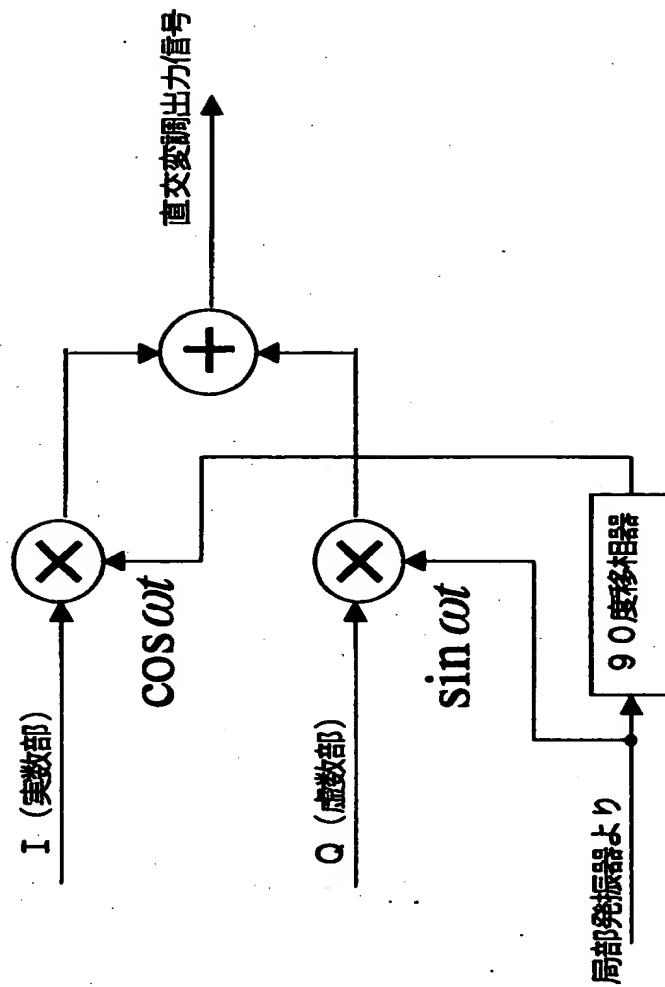
【図9】



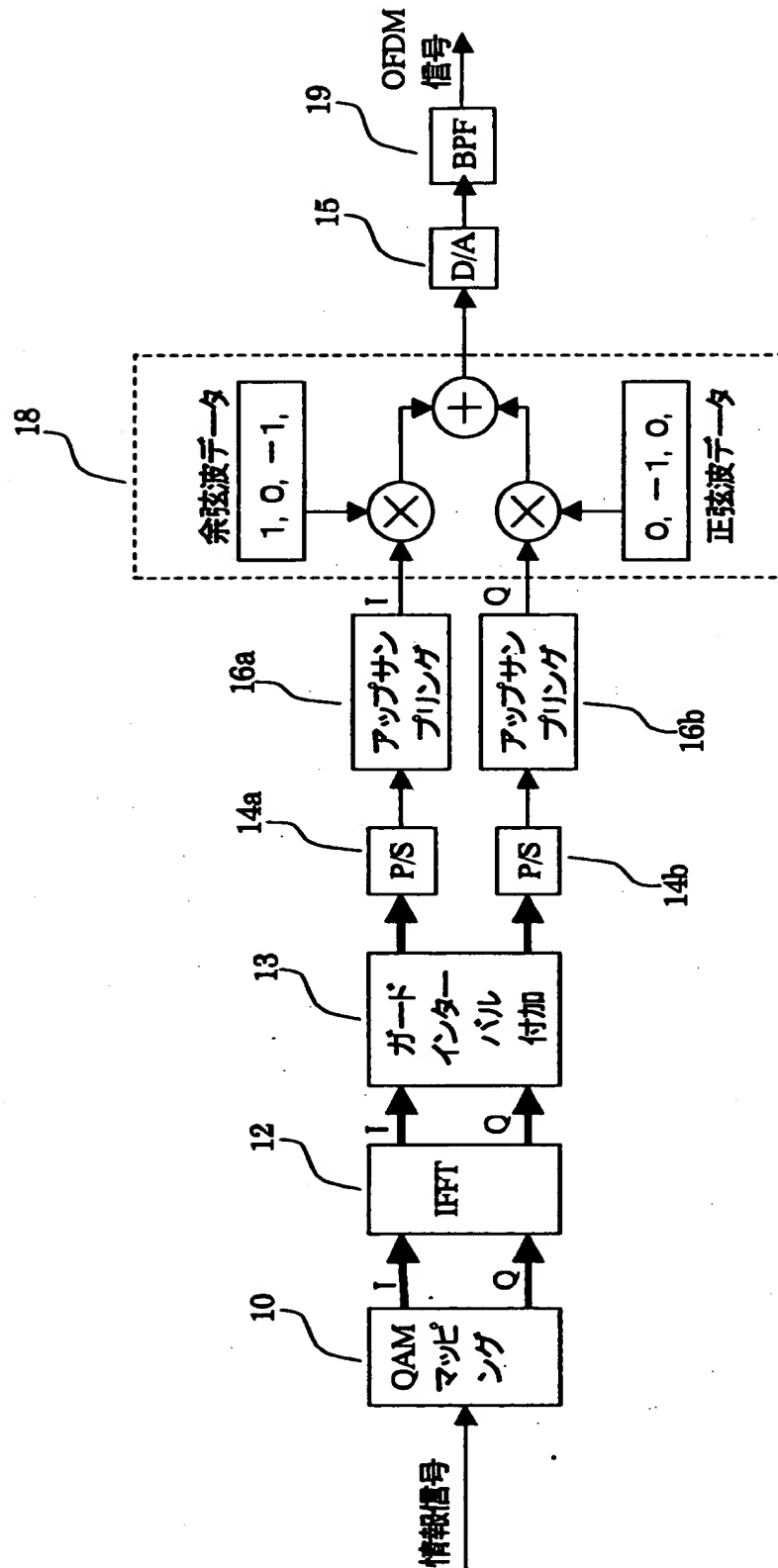
【図 10】



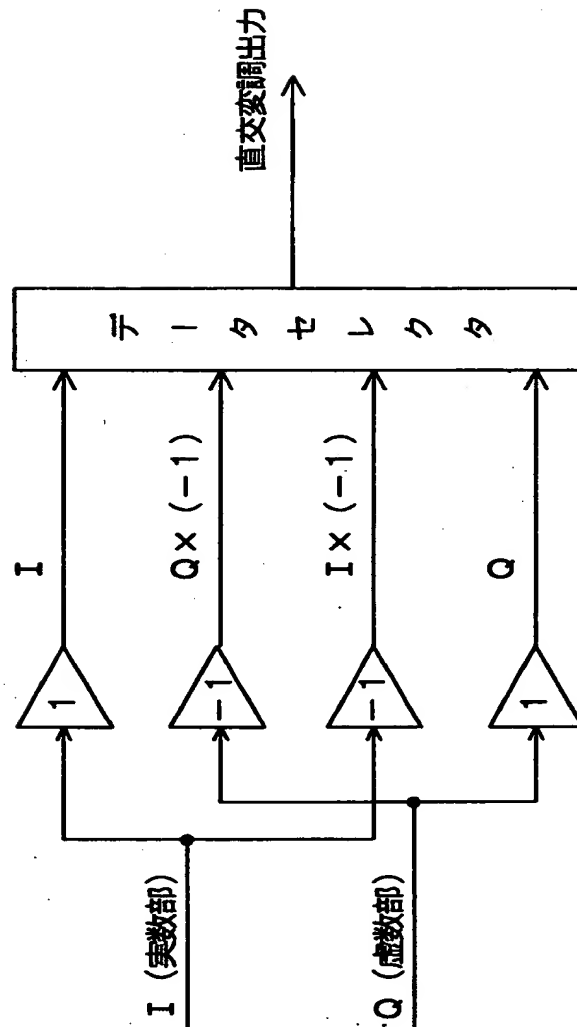
【図 11】



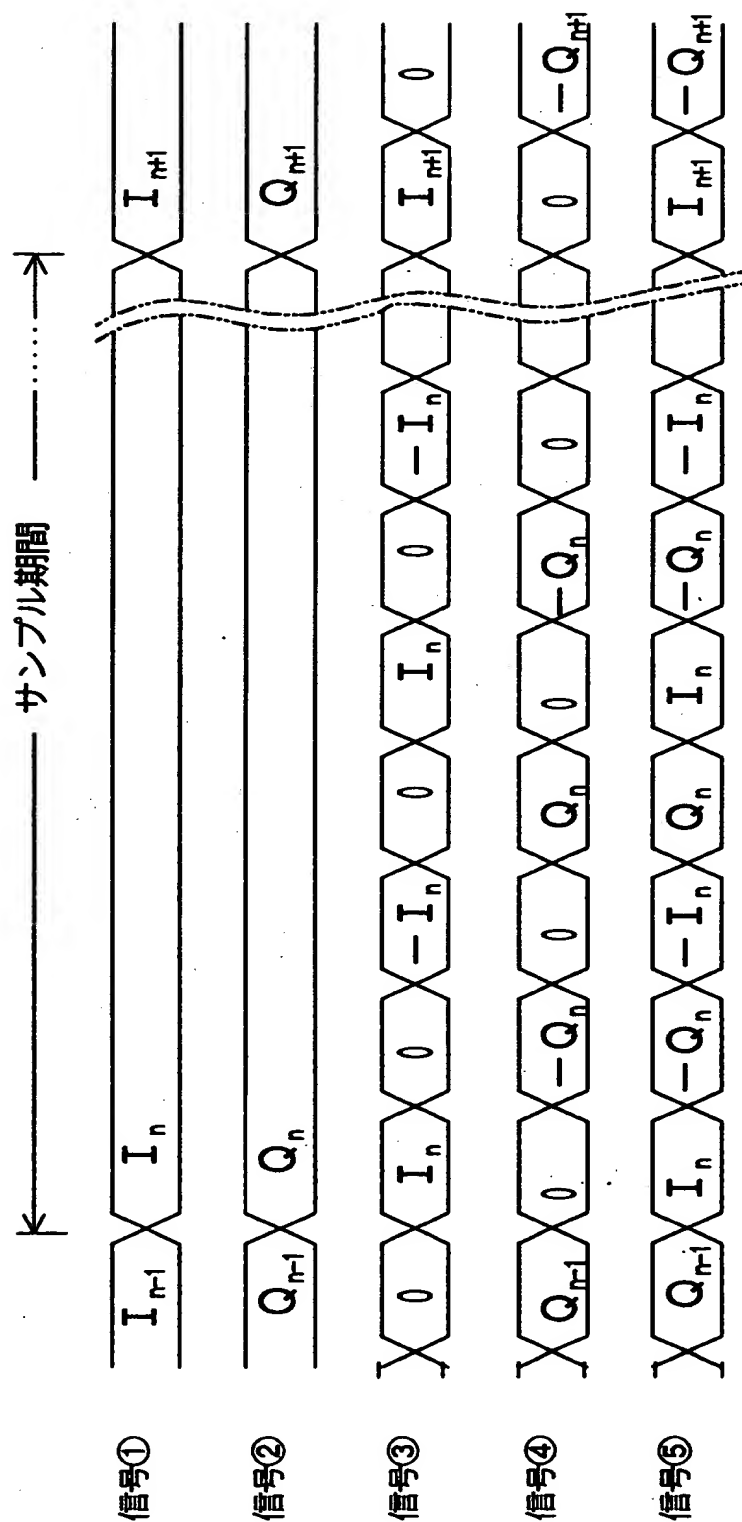
【図12】



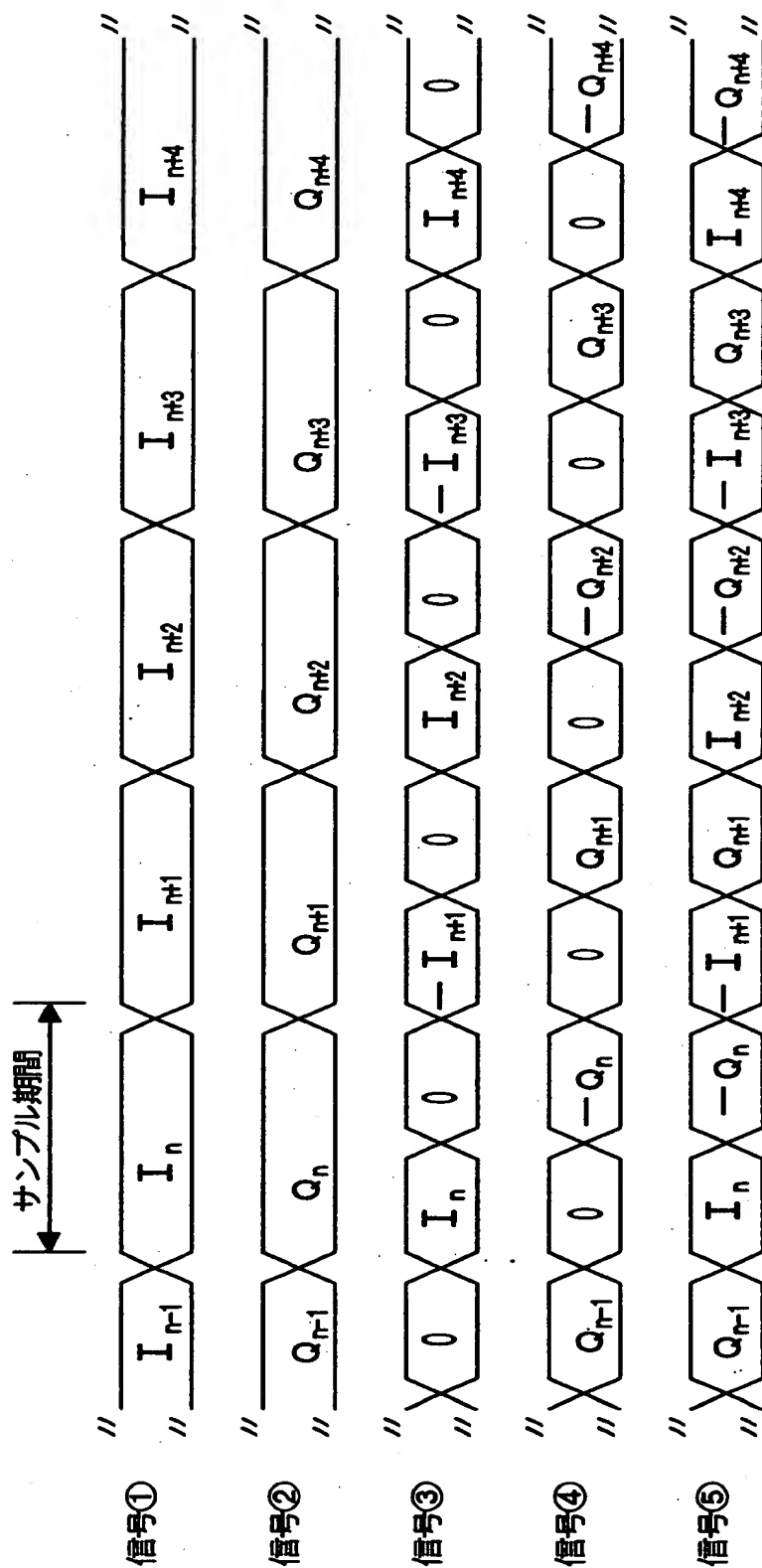
【図13】



【図 14】



【図 15】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直交変調器が不要な、直交周波数分割多重信号の生成装置を実現することにある。

【解決手段】 伝送すべき情報信号を、QAMマッピング手段(10)により複数のQAM平面に信号点情報として割り付け、そのQAM信号点情報に対して、IFFTのナイキスト周波数に対する実数部の信号は偶対称で、虚数部の信号は奇対称となる信号点情報を直交マルチキャリア信号点生成手段(11)により生成することにより、その生成された信号をIFFT(12)により逆フーリエ変換を行い、IFFTからは実数部成分のみの信号が得られ、その次段の直交変調器が不要とされる直交周波数分割多重信号生成装置を構成するようにする。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004329]

1. 変更年月日	1990年 8月 8日
[変更理由]	新規登録
住 所	神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地
氏 名	日本ビクター株式会社